もう一度学ぶ電磁気学の世界

第9回
アンテナの近傍界・遠方界とEMI

小暮裕明

ボード　ビギナーズ

前回は電磁界シミュレータを用いて，アンテナから放射される電磁波を描きました．ダイポール・アンテナの放射効率は非常に優れています．等価回路を用いた説明によれば，シンプルな*RLC*直列回路と考えられ，共振状態で電流はピークに達します．しかし，等価回路のとおりに集中定数素子の*L*と*C*を用いて作成した回路は，所望の周波数で共振するものの，ダイポール・アンテナのように電波を効率良く放射するわけではありません．アンテナのどこから電波が発射されるかを探るうちに，EMI（electro-magnetic interference；電磁波障害）発生のメカニズムもわかってきます．

1．ヘルツ・ダイポールの共振現象

● 共振するコンデンサ？

コンデンサのように電界が集中する構造でも共振現象が起こります．実際のコンデンサにはリード線があるので，その周りにはアンペアの法則による磁界が発生します．そしてこれによって形成される*L*があるため，コンデンサは自己共振[注1]を起こします．

図1は，ヘルツ・ダイポールの近傍にできる電界ベクトルを電磁界シミュレータMicro-Stripes[注2]で解析した結果（10MHz）です．給電線を含む平面を表示しており，小さい円すい形で電界の向きを，大きさと色で電界強度を表現しています．上下の金属球体間に強い電界（電気力線）が分布し，コンデンサのように電気エネルギーが集中していることがわかります．また電界ベクトルは，上の球体表面から垂直に出て，下の球体表面に垂直に入っていることに注目してください．このため球体の側面付近では，水平方向へ押し出されるような長い経路をたどる電界が多くなります．

図2は給電部を含む水平面の磁界ベクトルのようすですが，球体を結ぶリード線の周りにループ状の磁界（磁力線）が発生しています．

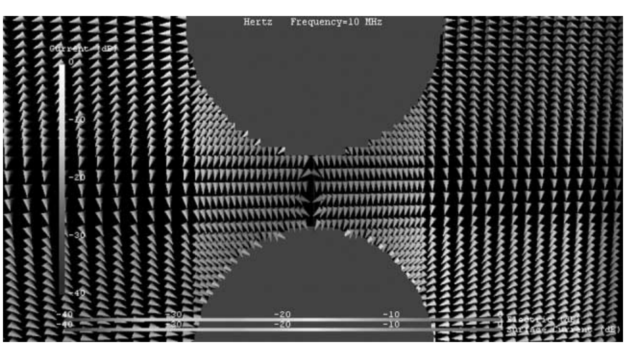


図1　ヘルツ・ダイポールの近傍にできる電界ベクトル
Micro-Stripesの解析結果（10MHz）．

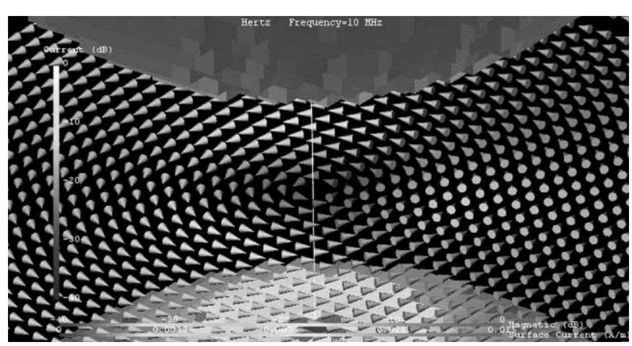


図2　ヘルツ・ダイポールの給電部を含む水平面の磁界ベクトル
Micro-Stripesの解析結果（10MHz）．

注1：電気回路の教科書で扱うコンデンサは*C*のみであるが，実際のコンデンサ部品にはリード線などによる*L*もあるため，*LC*回路により共振する．
注2：電磁界シミュレータMicro-StripesのWebページは，http://www.microstripes.com/．

これらの電磁界分布の結果から，コンデンサに高周波を与えたときのように，ヘルツ・ダイポールは自己共振を起こすと考えられます．**図3**は給電点，すなわちポート1で観測した電流のグラフです．1.1GHz付近で最大になっており，この周波数で自己共振しています．**図4**はZパラメータ（本誌2005年1月号，pp.128-135の連載第8回を参照）の実数部と虚数部を表示しています．1.1GHz付近でリアクタンス分がゼロになっていることがわかります．

● 共振時の電磁エネルギー

金属製の閉じた空間に電磁エネルギーを供給すると，特定の周波数で共振現象が起こり，空胴共振器として働きます（p.93のコラム「Sonnetによる空胴共振の推定」を参照）．

図5は，$x = 300$mm，$y = 150$mm，$z = 200$mmの金属箱内の$x = 100$mmのy-z面に，y方向の電界E_yを与えたモデルです．完全に密閉された金属箱内を励振するのは現実的ではありませんが，Micro-Stripesのinitial field機能を用いて，平面状の領域に電界を与えています．

中央にある二つの小さなブロックは電磁界の観測点で，底部から30mmと75mmの位置に設定しています．**図6**は$y = 30$mmにおけるy方向の電界E_yのグラフです．まず約901MHzにピークが現れています．この周波数で空胴共振が起こっていると考えられます．901MHzにおける電界を調べると，**図7**に示すように，上下の壁に垂直になっています．このとき電界の強さは，中央で最大，左右の壁付近ではゼロに近くなっており，sin波のような分布になります．また電界が強い中央付近の領域は，平行平板コンデンサに電気エネルギーが閉じ込められている状態を想像させます．

図8は1/4周期（90°）後の磁界のようすです．ループ状の磁界は側壁に平行で，磁気エネルギーが閉じ込められています．また，図は省略しますが，位相角0°における磁界

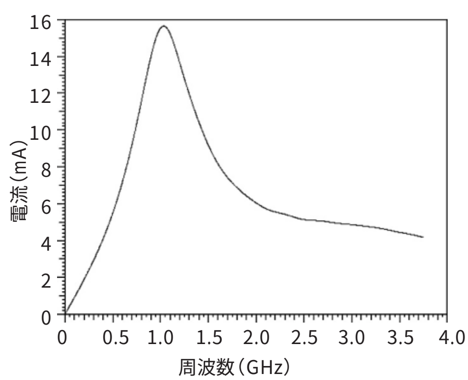


図3　給電点（ポート1）で観測した電流
1.1GHz付近で自己共振していることがわかる．

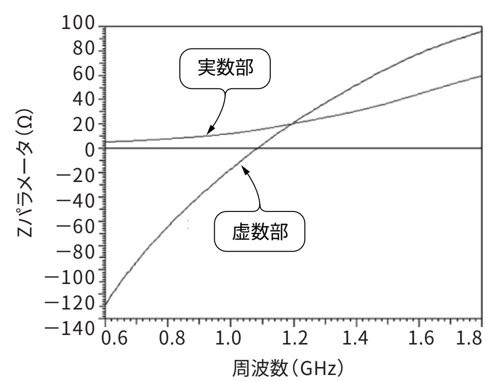


図4　ポート1のZパラメータ
1.1GHz付近でリアクタンス分がゼロになっていることがわかる．

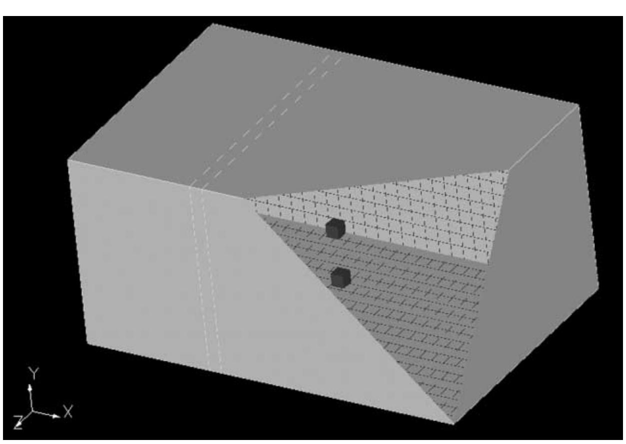


図5　密閉された金属箱のモデル
$x = 300$mm，$y = 150$mm，$z = 200$mmの金属箱内の$x = 100$mmのy-z面に，y方向の電界E_yを与えたMicro-Stripesモデル．

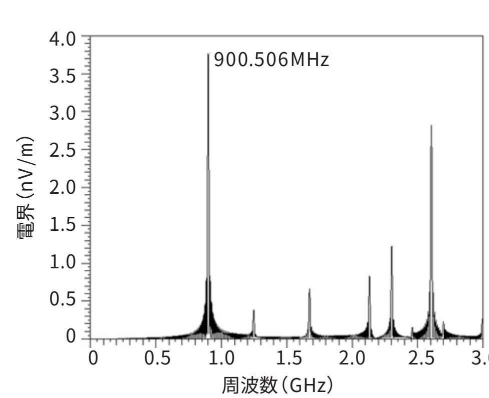


図6　$y = 30$mmにおけるy方向の電界E_yのグラフ
901MHzで空胴共振が起こっていると考えられる．

強度はほぼゼロになっています．

このように，共振している直方体の金属箱内では，電界は1/4周期（90°）後にゼロになります．そしてそのとき電界に直交した磁界が発生し，電界による電気的エネルギーと磁界による磁気的エネルギーが1/4周期ごとに交替しながら，電気振動が続いています．なお無損失の金属箱内では，**図9**に示すように，過渡応答は収束しません．

● 集中定数から分布定数へ

ヘルツ・ダイポールのモデル寸法は，球体の直径が30mm，リード線の長さが10mm，全長が70mmです．自己共振周波数は1.1GHzですから，波長273mmの約1/4の大きさです．もちろん共振周波数は，球体の寸法やリード線の長さによって変わります．高周波になるとリード線のインダクタンスの影響が大きくなってくると考えられます．

例えばより低い周波数の10MHzでは，ヘルツ・ダイポールは波長30mに比べて十分小さいので，ほとんどCとみなせるでしょう．**図4**のZパラメータの虚数部，つまりリアクタンス分は，自己共振周波数1.1GHzを境に，低い領域では負，高い領域では正の値です．負のリアクタンスは容量性を表しますから，このグラフからも，10MHzではほとんどCのみと考えられます．一方，1.1GHzより高い領域では誘導性を示していますから，リード・インダクタンスによるインピーダンスが大きくなってきます．

高周波になってくると，実際のコンデンサのインピーダンスも理想的なインピーダンスである$1/j\omega C$から離れ始めますが，この辺りがコンデンサを集中定数Cとして扱う限界の周波数といえるでしょう．

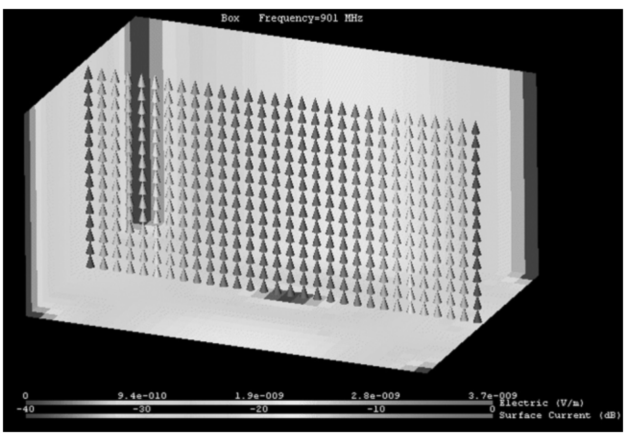


図7 901MHzにおける電界

z＝100mmのx-y面．中央で最大，左右の壁付近ではゼロに近くなっており，sin波的な分布になっている．

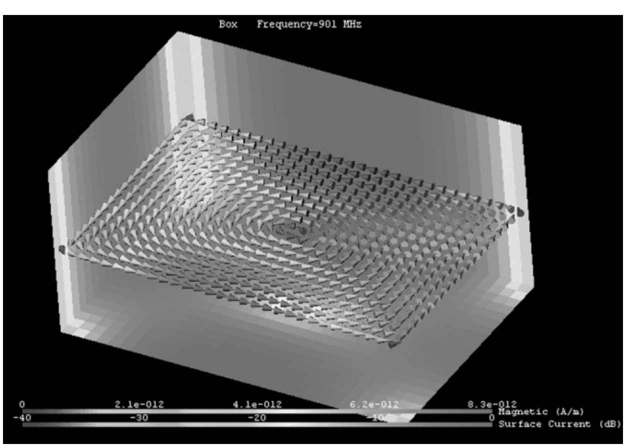


図8 1/4周期（90°）後の磁界

y＝75mmのx-z面．ループ状の磁界は側壁に平行で，磁気エネルギーが閉じ込められている．

2. アンテナのどこから電波が発射されるのか

● sin波の時間領域表示

TLM法の信号源はパルス波です．Micro-Stripesには，過渡応答の結果にsin波を畳み込む，Convolution[注3]という機能があります．

図10（a）は共振周波数である1.1GHzのsin波の時間軸応答を示しています．観測点はヘルツ・ダイポール・アンテナの中心から水平方向（z方向）へ15mm（約1/20波長）離れ

注3：Convolution機能では，sin波形のほか，パルス列や，UWBアンテナの解析で使えるガウス波形（Gaussian Monocycle，Gaussian Bicycleなど）の畳み込みもできる．

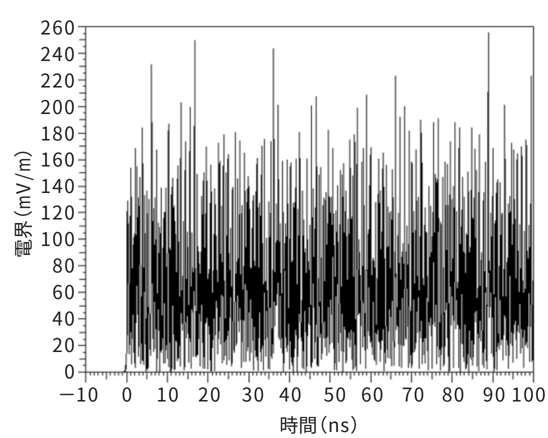


図9 電界E_yの時間軸応答

箱内の中央，y＝30mm．

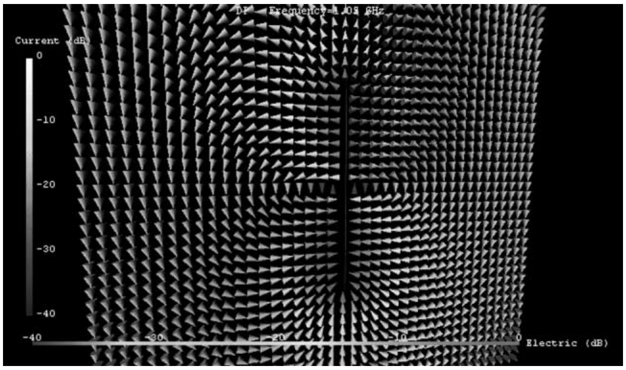


図11　半波長ダイポールの電界分布

140mm長の半波長ダイポールの共振周波数1.05GHzにおける電界を示している．ヘルツ・ダイポールの解析結果に似ている．

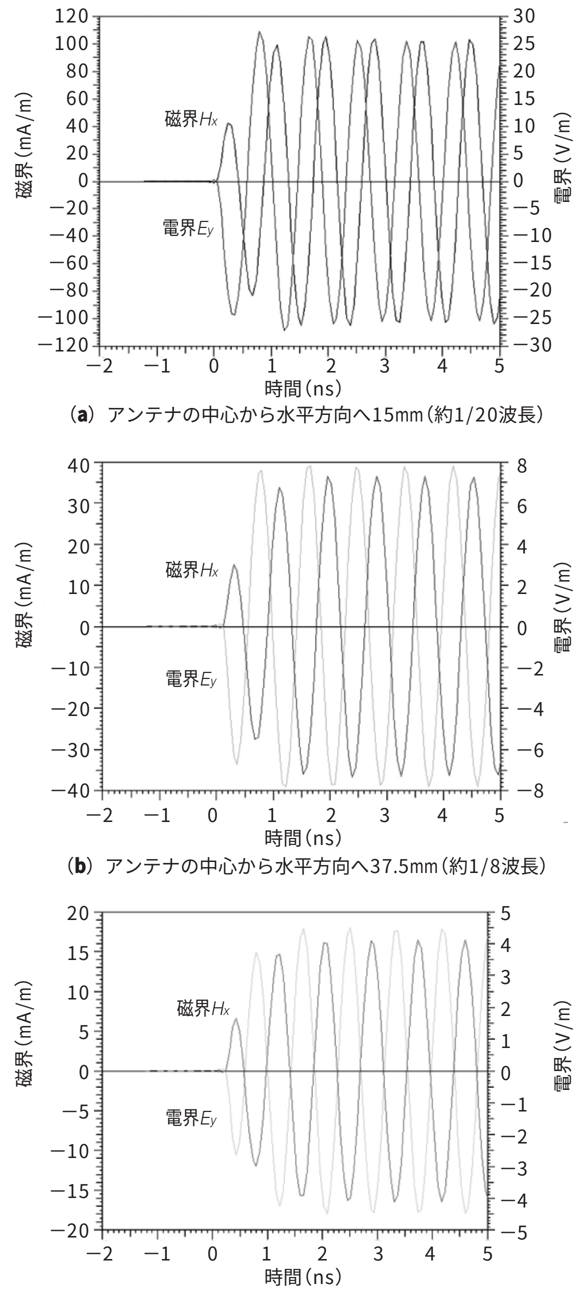
ています．この位置は給電点のごく近傍ですが，観測される電界のy方向成分E_yと，磁界のx方向成分H_xの位相はそろっていません．これは前項で調べたように，LC共振では電気的エネルギーと磁気的エネルギーが1/4周期ごとに交替することからも考えられます．

それでは発生源から離れていくと，この状態はどうなるのでしょうか．**図10(b)**は，アンテナから水平方向へ37.5mm（約1/8波長）離れた位置，**図10(c)**は75mm（約1/4波長）離れた位置におけるE_yとH_xのグラフです．これら三つの結果から，アンテナから水平方向へ観測点を離していくと，互いに直交する電界と磁界の位相がそろってくることがわかります．

● ヘルツ・ダイポールからダイポール・モデルへ

半波長ダイポール・アンテナの両端に分布する電荷によって，エレメントの上端と下端の間には電界を生じます．これはヘルツ・ダイポールの金属球が作るCに相当します．またエレメントに流れる電流に誘導されてその周りに発生する磁界が，ヘルツ・ダイポールのリード線によるLに相当します（連載第8回を参照）．両者の類似性から，線状のダイポール・アンテナも同様にLC共振すると考えられます．

前項のヘルツ・ダイポールの自己共振周波数1.1GHzに近い半波長ダイポールの長さは，約140mmになります．**図11**は共振周波数1.05GHzにおける電界分布の表示です．Micro-Stripesのwire機能を使ってこの寸法のエレメントをモデリングしました．大まかに観察すると，ヘルツ・ダイポールの解析結果に似ており，金属球を線状のエレメントに換えても，同様の動作が得られているようです．



(a) アンテナの中心から水平方向へ15mm（約1/20波長）

(b) アンテナの中心から水平方向へ37.5mm（約1/8波長）

(c) アンテナの中心から水平方向へ75mm（約1/4波長）

図10　ヘルツ・ダイポール・アンテナにおけるsin波の時間軸応答（1.1GHz）

アンテナから水平方向へ観測点を離していくと，互いに直交する電界と磁界の位相はそろってくる．

● 微小ダイポールとは

それでは線状のダイポール・アンテナは，共振周波数より低い周波数ではどのように動作しているのでしょうか．**図12(a)**は，**図11**のダイポール・アンテナを使い，100MHzのsin波を畳み込んだE_yとH_xのグラフです．寸法が波長に比べて十分小さいダイポール（例えば1/10波長以下）

を微小ダイポールといいます．このアンテナを100MHzで動作させれば，全長は波長3mの約1/20になります．

図12（a）の観測点は，アンテナの中心から水平方向（z方向）へ150mm（1/20波長）離れていますが，E_yとH_xの位相は90°ほどずれています．

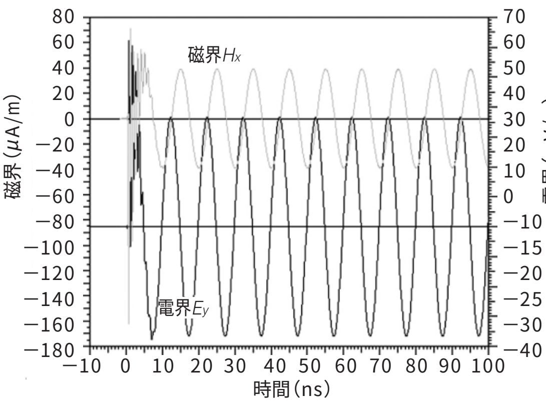
図12（b）は，375mm（1/8波長）離れた位置，**図12（c）**は750mm（1/4波長）離れた位置におけるグラフです．**図10**と同様に，これくらい離れた位置になると，電界と磁界の位相はそろってきます．

しかし，1/4波長離れた位置で両アンテナの電界を比べると，**図10（c）**における電界の最大値は約4.5V/mですが，**図12（c）**では約1mVです．観測点を**図10（c）**の位置75mmまで近づけても約200mV/mで，ヘルツ・ダイポールよりも小さな値になっています（励振信号はいずれも1Vパルス）．

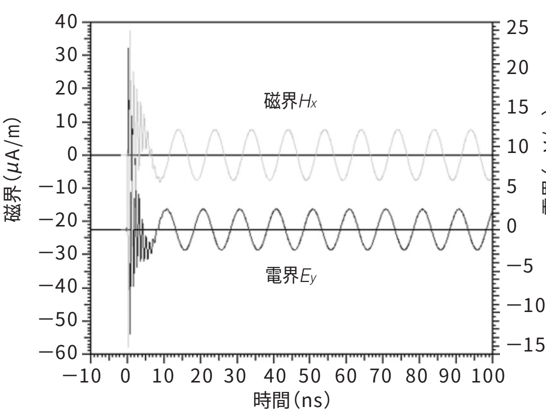
図10はヘルツ・ダイポールが共振しているときの電界ですから，共振することによって多くの電磁エネルギーを放射することがわかります．ダイポール・アンテナも，共振周波数1.05GHzでは75mm離れた位置におけるE_yの最大値は約4.8V/mで，ヘルツ・ダイポールよりもわずかに大きくなりました．

図13はヘルツ・ダイポールが共振しているときの放射パターンです．左下に表示される放射電力は約1.9mWです．同じくダイポール・アンテナが共振しているときの放射電力は約2.4mWになりました．整合がとれた無反射状態の最大値が2.5mW[注4]ですから，ダイポール・アンテナは放射効率が非常に高いことがわかります．

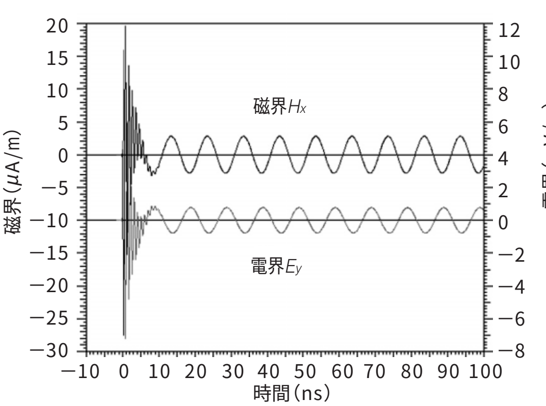
一方，微小ダイポールとして動作している100MHzでは，放射電力は約5nWと非常に小さくなっています．**図14**はポートのインピーダンスです．100MHzで抵抗Rは約2Ω



（a）アンテナの中心から水平方向へ150mm（約1/20波長）



（b）アンテナの中心から水平方向へ375mm（約1/8波長）



（c）アンテナの中心から水平方向へ750mm（約1/4波長）

図12　半波長ダイポール・アンテナにおけるsin波の時間軸応答（100MHz）

離れた位置では電界と磁界の位相がそろう．

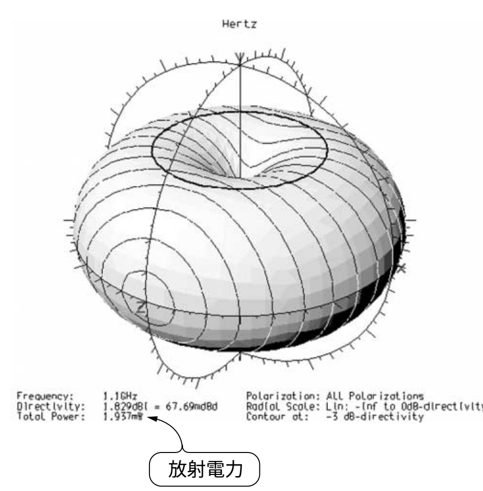


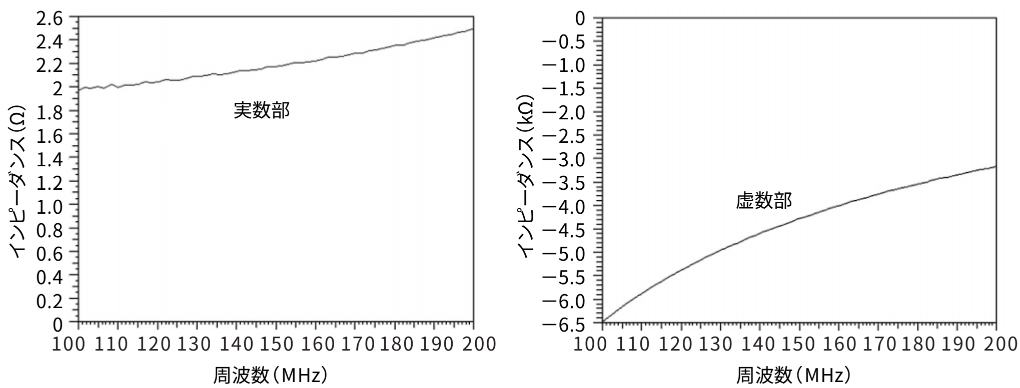
図13　ヘルツ・ダイポールが共振しているときの放射パターン

放射電力は約1.9mW．

注4：連載第8回の脚注で説明したとおり，アンテナを負荷Rとし，給電線路の特性インピーダンスをrとすれば，$r=R$のときに電力Pが最大になり，$P=V^2/4r=V^2/4R$となる．$V=1$，$r=R=50$とすればPは5mWだが，実効値は1/2の2.5mWになる．

と小さく，リアクタンスXは$-6500\ \Omega$と容量性（コンデンサ）を示します．共振周波数では8mA流れる電流も，この周波数では0.15mA程度になってしまいます．

このままではたいへん放射効率の悪いアンテナですが，容量性リアクタンスをキャンセルする誘導性リアクタンス，すなわち$X=+6500\ \Omega$のコイルを接続して純抵抗とし，給電点で理想的な整合が取れれば強い電流が流れることになり，小型化が可能です[(2)]．実際には整合回路が必要で，装荷するコイルや導体などにも損失があります．このため，一般に放射効率は著しく低下しますが，損失を含まない



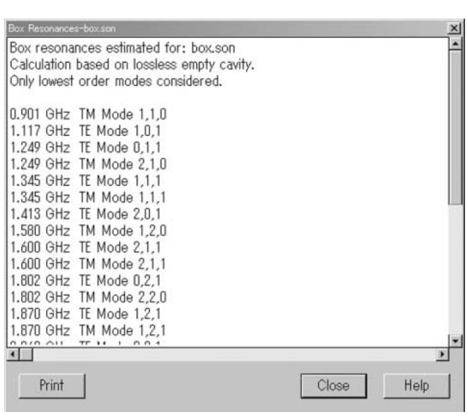
（**a**） 実数部　（**b**） 虚数部

図14
ヘルツ・ダイポールのポートのインピーダンス
100MHzで抵抗Rは約2Ωと小さく，リアクタンスXは$-6500\ \Omega$と容量性（コンデンサ）を示す．

Column　Sonnetによる空胴共振の推定

Sonnet[注A-1]は誤差の要因となる積分演算を使わず，FFTで高精度な計算を行います．そのため，境界条件（電気壁）をBoxで設定します．いくつかの共振モードを生じる場合がありますが，解析前に「Analysis」→「Estimate Box Resonances...」を選ぶと，**図A-1**のようなダイアログ・ボックスが表示されます．

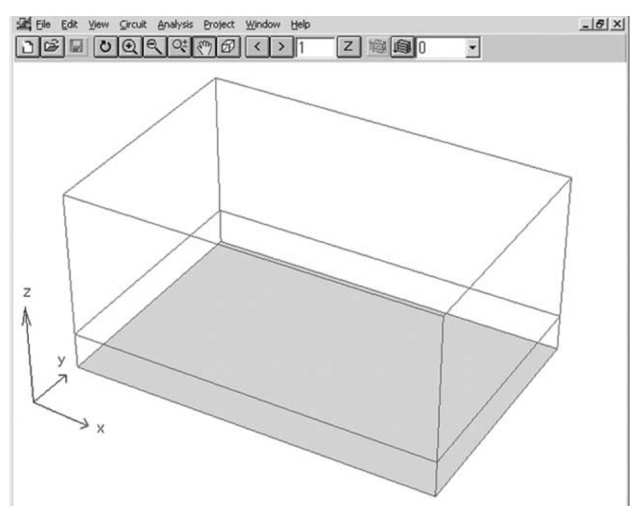
Boxの寸法は，**図A-2**のようなSonnetの座標系で$x=300$mm，$y=200$mmとしました（Micro-Stripesの座標は**図5**の左下に示したとおり）．Z方向の寸法は誘電体層の厚さで決まります．ここでは回路を描くLevel 0からBox Bottomまでの距離を30mm，またBox Topまでの距離を120mmとし，合計で$z=150$mmとしています．もちろん二つの層の比誘電率は1.0（空気）に設定しています．



図A-1　Box Resonancesダイアログ・ボックス
「Analysis」→「Estimate Box Resonances...」を選ぶと表示される．

ダイアログ・ボックスには，指定周波数範囲内で起こる可能性がある共振モードがすべて表示されますが，本文の**図6**では励振電界がy方向なので，発生するモードが制約されています（共振モードについては，参考文献（1）の第6章を参照）．

注A-1：無償版のSonnet Liteは，本誌2005年1月号のCD-ROMに収録されている．ソネット技研のWebサイトからもダウンロードできる．http://www.sonnetsoftware.co.jp/．



図A-2　Sonnetの座標系で示した空胴共振器モデル
Boxの寸法は，$x=300$mm，$y=200$mm．

Kraus[3]による理論値によれば，微小ダイポールの実効面積注5は半波長ダイポールの約92%と，意外にも両者の違いはわずかです．

● 平面波とポインティング電力

アンテナの近傍に発生する電界と磁界の位相は90 °ずれているようだということがわかりました．限られた位置の観測結果なので断定できませんが，アンテナの近傍は電気エネルギーと磁気エネルギーが交替しながら電力を蓄えていると考えられます．それでは電力が遠方へ旅立つのは，アンテナのどの辺りからなのでしょうか？

マクスウェルの方程式から平面波が導かれました（本誌2004年11月号，pp.139-146の連載第7回を参照）．直交する電界と磁界は進行方向に垂直な波面上にあって，位相はそろっています．**図15**は**図11**の空間を拡張し，電界強度を色で表現していますが，球面状の波面が遠方に広がっています．**図10**や**図12**で調べたように，垂直に設置したアンテナから水平方向に1/4波長程度離れた位置では電界と磁界は直交しており，位相はほぼそろっています．

ベクトル積$\boldsymbol{E} \times \boldsymbol{H}$の単位は，電界V/mと磁界A/mの各単位から$W/m^2$になります．これを「ポインティング・ベクトル」または「放射ベクトル」と呼びます（ベクトル積については本誌2004年7月号，pp.132-139の連載第4回を参照）．単位面積当たりの電力ですから，これは電磁界によって運ばれる電力の流れを示すベクトルと考えられます．このため「ポインティング電力」とも言われます．

図15をアニメーションすると，この球面波が遠方に向けて伝わっていくようすが表示されます．このことから，アンテナの放射電力はある半径の球面を通過する$\boldsymbol{E} \times \boldsymbol{H}$を球面に渡って積分すれば得られることになります．

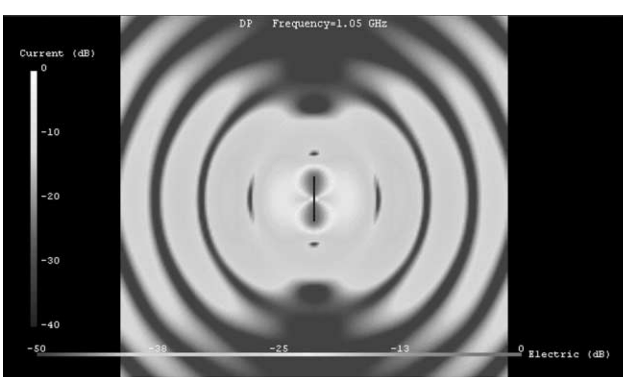


図15　半波長ダイポールの電界強度
図11の電界強度を色で表現している．

● 近傍界から遠方界へ

アンテナや回路基板から放射される電磁界のうち，放射源から十分離れた位置で観測される電磁界を遠方界といいます．電磁気学の教科書によれば，放射源からの距離に反比例して減衰する成分によって作られた電磁界が放射に寄与していると説明され，これを放射界ともいいます．また距離の2乗，3乗に反比例して減衰する成分も存在しますが，それぞれ誘導電磁界，静電界と呼ばれ，いずれも放射には寄与しません．

平面波の電界と磁界の大きさの比は377 Ωになりますが，これを波動インピーダンス（あるいは電波インピーダンス）と名づけました（連載第7回を参照）．この領域を遠方領域とすれば，**図10（c）**では約280 Ωですから，もう少し先になるでしょう．半波長ダイポールの周りについても，より多くの観測点を調べれば，電磁波の放射する領域が明らかになりそうです．

しかし，電磁界解析の結果として得られる近傍領域には，放射界，誘導電磁界，静電界がすでに混在しており，三つの成分を分離することはできません．そこで，ヒントになるのが**図16**に示す微小ダイポールの周りにできる電気力線の時間変化です（連載第7回を参照）．本来両極間にできる電気力線が次々に空間に押し出されているようすがわかります．このことから，電界（電気力線）のループが発生する辺りから電波が発射されていると考えられるでしょう．

注5：受信アンテナから取り出しうる最大電力がアンテナの周りのある面積に達する電波の電力に等しいとき，その断面積がこのアンテナの実効面積で，半波長ダイポールは0.13 λ^2，微小ダイポールは0.119 λ^2となる．両者の差はわずかである[3]．

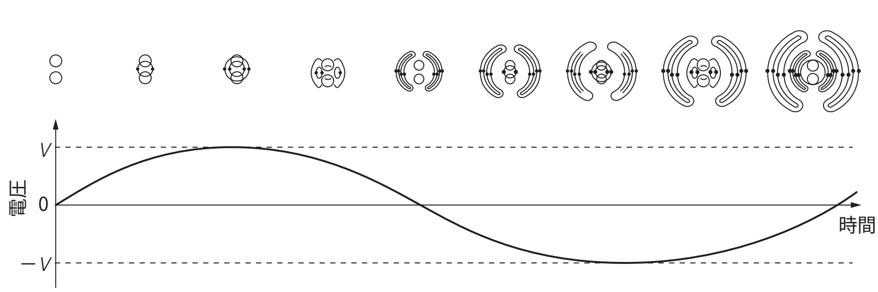


図16
微小ダイポールの周りの電気力線の時間変化
本来両極間にできる電気力線が次々に空間に押し出されている．

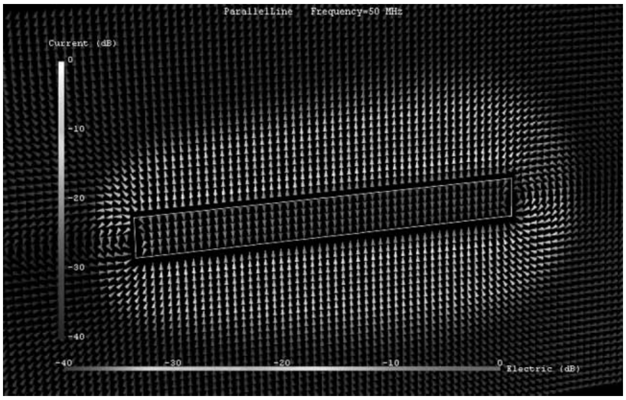


図17　平行2線の周りの電界（50MHz）
1m長，線間1cm．線間の距離が信号の波長に比べて短い場合，放射はほとんど認められない．50MHzの信号では線間10cmは波長の1/60．

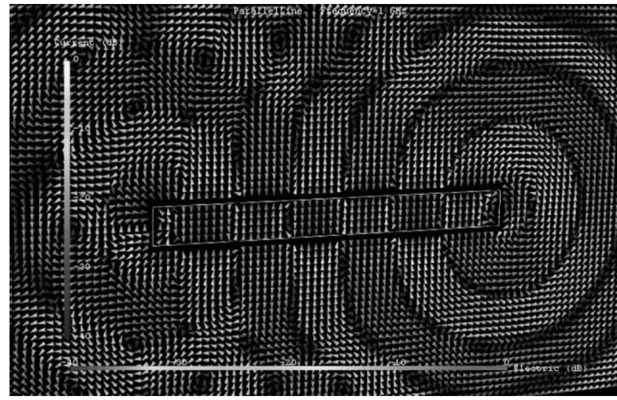


図18　平行2線の周りの電界（1GHz）
1m長，線間1cm．線間の距離が信号の波長に比べて長くなると，空間へ旅立つ電気力線のループが数多く現れてくる．

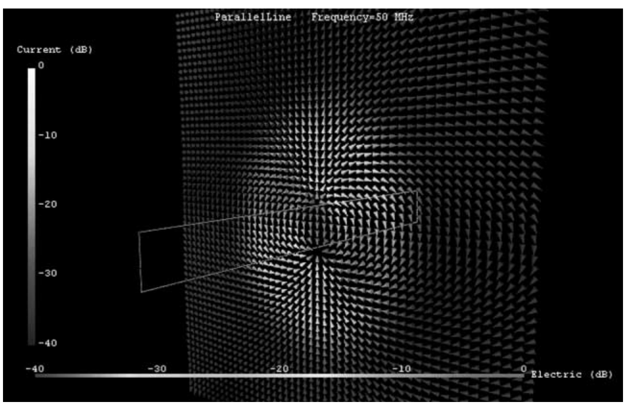


図19　図17の電界を線路に垂直な断面で表示
上の線を出発点とする電気力線は下の線に到達している．電界の強い領域が線路の近傍に集中している．

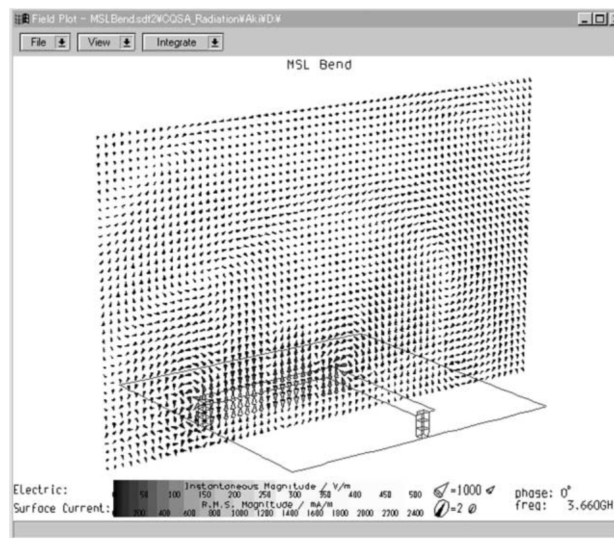


図20　マイクロストリップ線路の直角曲がり部を含む面の電界
不連続部の近くでは，電気力線のループが作られやすくなる．

● EMIの発生源

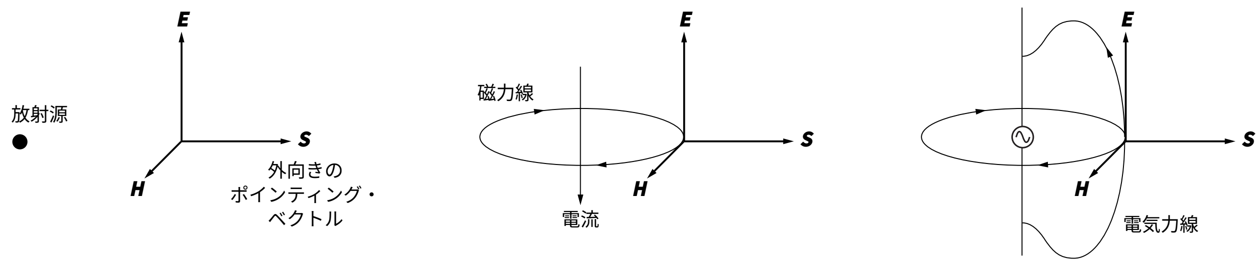
平行2線は伝送線路ですから，デバイスに電力を100%送り届けるのが本来の役割です．つまり，線路からの放射がないことが前提になります．

一方，線路に流れる電流を微小ダイポールに分割して表せば，距離に反比例した成分は放射界を作ると考えられます．したがって微小ダイポールを連ねた線路は，アンテナのように電磁波を放射するはずですが，**図17**に示すように線間の距離が信号の波長に比べて短い場合，放射はほとんど認められません．50MHzの信号ですから，線間10cmは波長の1/60です．ところが周波数が1GHzになると，**図18**のように空間へ旅立つ電気力線のループが数多く現れてきます（詳しくは本誌2004年3月号，pp.115-122の連載第2回を参照）．

平行2線には同量の反対方向の電流が流れているので，線路が近いほど上下の線から放射される電磁波を打ち消し，放射しづらくしていると考えられます．**図19**は**図17**の電界を線路に垂直な断面で表示しています．上の線を出発点とする電気力線は下の線に到達しており，電界の強い領域が線路の近傍に集中していることもわかります．

マイクロストリップ線路は，グラウンド板と線路の間に強い電界を生じ，放射しづらい構造になっています．しかし線路の曲がり（**図20**）や，グラウンドに開いたスリットを線路が横切るような不連続部の近くでは，電気力線のループが作られやすくなります[(2)]．

このように考えると，線路に起因するEMIの発生は，ダイポール・アンテナから電磁波が放射されるメカニズムに



（a）ポインティング・ベクトルと放射源の関係　（b）磁力線とポインティング・ベクトル　（c）電気力線とポインティング・ベクトル

図21　ポインティング・ベクトルから放射源を類推

アンテナから全方向に電力が放射されるということは，外向きのポインティング・ベクトル（放射ベクトル）ができているはずである．ここからアンテナに流れる電流によってできる磁力線と電気力線を類推する．

よく似ています．

● ポインティング・ベクトルから放射源を類推する

これまでは放射源の周りを調べ，そこから空間へ向かう電磁波を考察しました．こんどはまず空間に放射されている電磁波の特徴から，逆に放射源で起きていることを類推してみます．

アンテナから全方向に電力が放射されるということは，外向きのポインティング・ベクトル（放射ベクトル）ができているはずです（**図21（a）**）．アンテナに流れる電流によってできる磁力線は円になりますから，このとき磁界Hの向きと電流の向きは**図21（b）**のようになります．

また，電界Eの向きから，アンテナの近くの電気力線は，**図21（c）**のようになっていると類推できます．電界は金属表面に垂直ですから，アンテナには図のように電気力線の出発点と終点があるはずです．この電気力線は時間とともに空間へ広がり，ついにはアンテナ上に出発点と終点をもたないループ状の電気力線ができることになります．

アンテナの近くに導体が存在する場合，2者間に電気力線ができることもあるでしょう．また，回路基板のグラウンドや金属筐体なども電気力線の出発点と終点になり得ますから，このような状況がEMIの発生源になっているかもしれないのです．

まとめ

半波長ダイポール・アンテナは1本の導線にすぎませんが，非常に良いアンテナです．今回はアンテナの動作を探るために，近傍界と遠方界について学びました．LC共振を利用して強い電流を流すことで，電磁波を効率良く放射することができます．共振は集中定数素子のLとCでも実現できますから，超小型アンテナが期待できそうですが，残念ながらこの回路からの放射はごくわずかです．もし強い放射が得られたならば，周囲の導体が電気力線の始点や終点になっていないかどうか疑ってみる必要があるでしょう．あるいは同軸線路の外導体にコモン・モード電流が流れることで，給電線路がアンテナになっているのかもしれません．

空間は特性インピーダンス377 Ωの伝送線路と考えられることを学びました．アンテナは，宇宙の果てまで広がる「空間という名の伝送線路」に接続された変換回路と考えられます．アンテナで発生した電界と磁界は，半無限の伝送線路に伝わるにつれ，早い段階でその比が一定の状態になるのです．このような空間で働く電子装置にEMIが発生しないのは，かえって特異な現象ともいえますから，そう考えれば少しは気が楽になるでしょう．

参考・引用*文献

(1)* 小暮裕明；電磁界シミュレータで学ぶ高周波の世界，第6版，CQ出版社，2003年．
(2)* 小暮裕明；電磁界シミュレータで学ぶワイヤレスの世界，第2版，CQ出版社，2003年．
(3) * John D. Kraus ; ANTENNAS, Second Edition, McGraw-Hill, 1988.

こぐれ・ひろあき
小暮技術士事務所・技術士（情報工学部門）
http://www.kcejp.com/